УДК 621.375.026

АНАЛИЗ РАБОТЫ УСИЛИТЕЛЬНОГО КАСКАДА С АВТОМАТИЧЕСКОЙ РЕГУЛИРОВКОЙ ПОТРЕБЛЯЕМОГО ТОКА

А.А. Титов

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
E-mail: titov_aa@rk.tusur.ru

Получены соотношения для расчета напряжения источника питания и области регулирования потребляемого тока сверхширокополосного усилительного каскада, в случае работы детектора системы регулирования в режиме выделения огибающей амплитудно-модулированного колебания и в режиме пикового детектирования. Приведены формулы для расчета максимально допустимого значения круговой частоты модуляции усиливаемого сигнала и постоянной времени нагрузки детектора, соответствующие заданным допустимым потерям выходной мощности, обусловленным непостоянством проводимости передачи системы регулирования.

В [1, 2] показано, что усилительный каскад с автоматической регулировкой потребляемого тока (АРТ) позволяет получить в нагрузке практически вдвое большую мощность по сравнению с каскадом с фиксированной рабочей точкой (ФРТ), при одновременном увеличении среднего значения коэффициента полезного действия. Однако отсутствие методик расчета напряжения питания и области регулирования потребляемого тока каскада с АРТ в случае работы детектора системы регулирования в режиме выделения огибающей амплитудно-модулированного колебания и в режиме пикового детектирования затрудняет разработку каскадов с АРТ. Кроме того, остался не исследованным вопрос влияния зависимости коэффициента передачи детектора от частоты усиливаемого сигнала на характеристики каскада с АРТ.

Цель работы – вывод соотношений для расчета напряжения питания и области регулирования потребляемого тока каскада с АРТ в случае работы детектора системы регулирования в режиме выделения огибающей амплитудно-модулированного колебания и в режиме пикового детектирования, а также исследование влияния зависимости коэффициента передачи детектора от частоты усиливаемого сигнала на характеристики каскада с АРТ.

На рис. 1 приведена функциональная схема усилителя с АРТ, а на рис. 2 принципиальная схема одного из вариантов ее реализации.

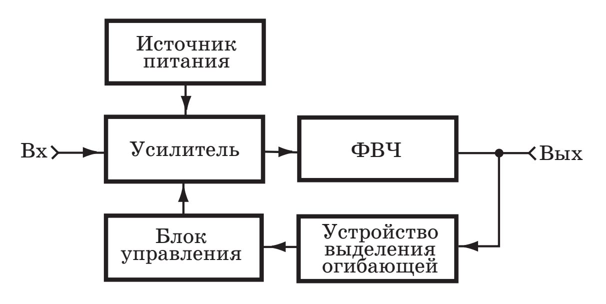


Рис. 1. *Функциональная схема усилителя с АРТ*

Усилитель имеет следующие линейные характеристики: коэффициент усиления 13,5 дБ; полоса пропускания 1...600 МГц; неравномерность амплитудно-частотной характеристики ±0,5 дБ; уровень выходной мощности, соответствующий сжатию коэффициента усиления на 1 дБ, 3 Вт; потребляемый ток в режиме молчания 0,02 А; в режиме номинальной выходной мощности – 0,32 А; сопротивление генератора и нагрузки 50 Ом.

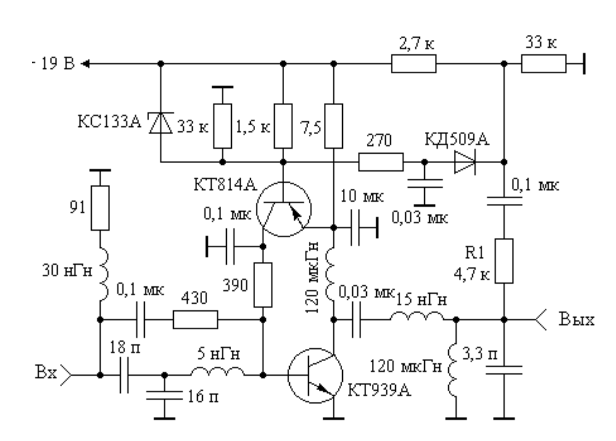


Рис. 2. *Принципиальная схема усилительного каскада с АРТ*

Будем полагать известными коэффициенты использования транзистора по току $\Psi = I_{твт}/I_{k0}$ и по напряжению $\xi = U_{твт}/U_{кэ0}$, где $I_{твт}$ – максимальное значение амплитуды выходного тока, отдаваемого транзистором, I_{k0} – ток в рабочей точке транзистора, $U_{твт}$ – максимальное значение амплитуды выходного напряжения, отдаваемого транзистором, $U_{кэ0}$ – напряжение в рабочей точке транзистора [2]. Кроме того, будем считать, что анализируется работа дроссельного каскада, а сопротивление нагрузки $R_н$ и максимальные значения напряжения питания $E_{пт}$ и потребляемого тока $I_{пт}$ выбраны из условия получения максимальной выходной мощности, то есть выполняется условие [2]:

$$R_н = \xi E_{пт}/\Psi I_{пт}.$$

При линейном усилении АМ сигналов мгновенные значения выходного напряжения $u_{вых}$ и выходного тока $i_{вых}$, усилительного каскада с АРТ, можно представить в виде [3]:

$$\left.\begin{aligned} u_{вых} &= \xi E_{пт}(1+m\cos\Omega t)\cos\omega t/(1+m); \\ i_{вых} &= u_{вых}/R_н, \end{aligned}\right\} \quad (1)$$

где m – глубина модуляции; Ω – круговая частота модулирующего колебания; ω – круговая частота несущего колебания.

В соответствии с (1) средняя выходная мощность $\overline{P}_{вых}$ усилительного каскада с АРТ равна:

$$\overline{P}_{вых} = \frac{1}{4\pi^2}\int_0^{2\pi}\int_0^{2\pi} u_{вых} i_{вых} d\Omega t \cdot d\omega t =$$

$$= \xi^2 E_{пт}^2 (1+m^2/2)/2R_н(1+m)^2. \quad (2)$$

В усилительном каскаде с АРТ напряжение питания постоянно $e_п = E_{пт}$, а мгновенное значение потребляемого тока изменяется по закону:

$$i_п = \xi E_{пт}(1+m\cos\Omega t)/\Psi R_н(1+m).$$

В этом случае мощность, потребляемая каскадом с АРТ $P_{пТ}$, равна:

$$P_{пТ} = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} e_п i_п d\Omega t = \xi E_{пт}^2/\Psi R_н(1+m). \quad (3)$$

Из (2) и (3) следует, что КПД каскада с АРТ определяется соотношением:

$$\eta_Т = \xi\Psi(1+m^2/2)/2(1+m). \quad (4)$$

Для сравнения найдем КПД усилительного каскада с ФРТ. Так как в каскаде в ФРТ выполняются условия:

$$e_п = E_{пт};\ i_п = I_{пт},$$

то его потребляемая мощность $P_{пФ}$ может быть рассчитана по формуле:

$$P_{пФ} = \xi E_{пт}^2/\Psi R_н,$$

а КПД:

$$\eta_Ф = \overline{P}_{вых}/P_{пФ} = \xi\Psi\left(1+m^2/2\right)/2\left(1+m\right)^2. \quad (5)$$

Из (4) и (5) следует, что при усилении АМ колебаний КПД усилительного каскада с АРТ при большой глубине модуляции вдвое превышает КПД каскада с фиксированной рабочей точкой.

Для оценки потерь выходной мощности, обусловленных инерционностью системы регулирования по отношению к огибающей ВЧ сигнала, найдем соотношения для расчета $E_{пт}$ и $I_{пт}$ при работе каскада в режиме с ФРТ, а также для случаев работы детектора системы регулирования в режиме выделения огибающей амплитудно-модулированного колебания и в режиме пикового детектирования.

При работе усилительного каскада с ФРТ, ток и напряжение в точке покоя могут быть найдены из соотношений [2]:

$$\left.\begin{aligned} E_{пт} &= \sqrt{P_{к.доп}\Psi R_н/\xi}; \\ I_{пт} &= \sqrt{P_{к.доп}\xi/\Psi R_н}, \end{aligned}\right\} \quad (6)$$

где $P_{к.доп}$ – максимально допустимая постоянная рассеиваемая мощность коллектора.

В усилительном каскаде с инерционной системой регулирования, в соответствии с (1), мгновенные значения напряжения питания и потребляемого тока равны:

$$e_п = E_{пт};\ i_п = I_{пт},$$

а потребляемая им мощность определяется выражением (3). При этом, минимальное значение отдаваемой усилительным каскадом мощности, как следует из (2), составляет величину:

$$\overline{P}_{вых} = 1{,}5\xi^2 E_{пт}^2/8R_н.$$

Используя указанные выражения, найдем максимальные значения тока и напряжения в рабочей точке транзистора усилительного каскада с АРТ, при которых мощность, рассеиваемая на транзисторе $P_{рас}$, не превышает $P_{к.доп}$:

$$\left.\begin{aligned} E_{пт} &= \sqrt{P_{к.доп}R_н/\xi(1/\Psi - 1{,}5\xi/8)}; \\ I_{пт} &= \sqrt{P_{к.доп}\xi/\Psi^2 R_н(1/\Psi - 1{,}5\xi/8)}. \end{aligned}\right\} \quad (7)$$

Минимальное значение потребляемого тока $I_{п\min}$, при известном значении коэффициента использования транзистора по току, определяется выражением:

$$I_{п\min} = (1-\Psi)I_{пт}.$$

В каскаде с безынерционной системой АРТ выполняется условие [2]:

$$E_{пт}I_{пт} = P_{к.доп}/\left(1-\xi\Psi/2\right),$$

и в случае $P_{рас} = P_{к.доп}$ получим:

$$\left.\begin{aligned} E_{пт} &= \sqrt{P_{к.доп}\Psi R_н/\xi(1-\xi\Psi/2)}; \\ I_{пт} &= \sqrt{P_{к.доп}\xi/\Psi R_н(1-\xi\Psi/2)}. \end{aligned}\right\} \quad (8)$$

Из (6–8) найдем, что максимальные значения выходной мощности каскада с ФРТ $P_{вых.Ф}$, каскада с инерционной $P_{вых.И}$ и каскада с безынерционной $P_{вых.Б}$ системами регулирования равны:

$$\left.\begin{aligned} P_{вых.Ф} &= \xi\Psi P_{к.доп}/2; \\ P_{вых.И} &= \xi\Psi P_{к.доп}/2(1-1{,}5\xi\Psi/8); \\ P_{вых.Б} &= \xi\Psi P_{к.доп}/(2-\xi\Psi), \end{aligned}\right\} \quad (9)$$

или, после нормирования относительно $\xi\Psi P_{к.доп}/2$:

$$\left.\begin{aligned} P_{вых.Ф} &= 1; \\ P_{вых.И} &= 1/(1-1{,}5\xi\Psi/8); \\ P_{вых.Б} &= 2/(2-\xi\Psi). \end{aligned}\right\} \quad (10)$$

Зависимости (10) представлены на рис. 3.

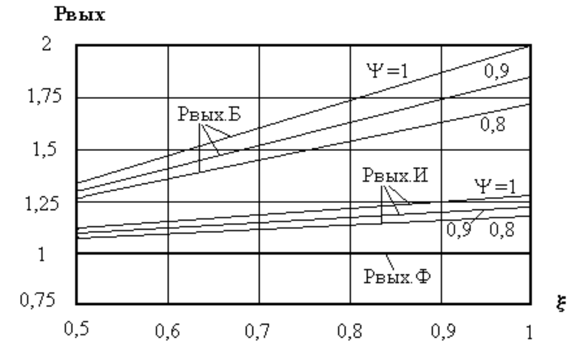


Рис. 3. *Сравнительная оценка относительных уровней выходной мощности каскадов с инерционной и безинерционной системами регулирования*

Рассмотрение этих зависимостей позволяет сделать следующие выводы. Максимальный выигрыш по уровню выходной мощности усилительного каскада с инерционной АРТ, по сравнению с усилительным каскадом с ФРТ, составляет 1,25 раза, а для безынерционной АРТ – 2 раза.

Особенностью работы детектора системы АРТ является требование обеспечения независимости его коэффициента передачи $K_д$ от частоты усиливаемого ВЧ колебания и отсутствие искажений закона изменения огибающей этого колебания на выходе детектора. Необходимость обеспечения указанных требований объясняется следующим.

Известно [2], что в усилителях класса А должно выполняться условие:

$$i_п \geq I_{\min} + I_{тв},$$

где $I_{тв}$ – амплитуда выходного тока усилительного каскада; $I_{\min} = i_п(1-\Psi)$ – остаточный ток.

В усилителе с АРТ мгновенное значение потребляемого тока определяется выражением:

$$i_п = I_{\min} + U_{тв} G_п,$$

где $U_{тв}$ – амплитуда выходного напряжения усилительного каскада; $G_п$ – проводимость передачи системы регулирования.

Поэтому при выполнении условия:

$$i_п = I_{\min} + I_{тв} = I_{\min} + U_{тв} G_{п\,\min},$$

где $G_{п\,\min}$ – минимально допустимое значение $G_п$, при котором усилитель с АРТ работает без отсечки коллекторного тока, в усилителе возможна реализация режима полного использования транзистора по мощности. В каскаде с безынерционной системой АРТ это соответствует выбору $E_{пт}$ и $I_{пт}$ по соотношениям (8). В случае если значение проводимости передачи системы регулирования окажется больше $G_{п\,\min}$, при максимальном значении выходной мощности $i_п$ окажется больше $I_{пт}$, и транзистор выйдет из строя. Оценим потери выходной мощности, обусловленные зависимостью проводимости передачи системы регулирования от частоты, что связано с частотной зависимостью коэффициента передачи детектора устройства выделения огибающей.

При $G_п = G_{п\,\min}$ максимальное значение выходной мощности усилительного каскада с АРТ определяется соотношением (9). В случае изменения $G_п$ в пределах от $G_{\min}$ до $G_{п\,\max}$ $E_{пт}$ и $I_{пт}$ могут быть найдены из системы уравнений:

$$\left.\begin{aligned} \xi E_{пт}\Delta G_п/\Psi I_{пт} &= R_н; \\ E_{пт}I_{пт} - \xi^2 E_{пт}^2/2R_н &= P_{к\,доп}, \end{aligned}\right\}$$

где $\Delta G_п = G_{\max}/G_{\min}$.

Откуда получим:

$$\left.\begin{aligned} E_{пт} &= \sqrt{P_{к\,доп}R_н\Psi/\xi(\Delta G_п - \xi\Psi/2)}; \\ I_{пт} &= \sqrt{P_{к\,доп}\xi\Delta G_п^2/R_н\Psi(\Delta G_п - \xi\Psi/2)}. \end{aligned}\right\} \quad (11)$$

Максимальная выходная мощность, в этом случае, равна:

$$P_{вых2} = P_{к\,доп}\,\xi\Psi/(2\Delta G_п - \xi\Psi),$$

и относительные потери выходной мощности, обусловленные непостоянством $G_п$, составляют:

$$\Delta P = (P_{выхБ} - P_{вых2})/P_{выхБ} = 1-(2-\xi\Psi)/(2\Delta G_п - \xi\Psi). \quad (12)$$

Так как реализация постоянного коэффициента передачи элементов системы АРТ за исключением детектора не вызывает трудностей, будем полагать, что неравномерность $G_п$ полностью определяется неравномерностью коэффициента передачи детектора.

В диодном детекторе уменьшение его $K_д$ при изменении частоты несущего колебания возникает вследствие сопоставимости постоянной времени нагрузки детектора и периода времени ВЧ колебания $\tau_{ВЧ}$ [4, 5]. Для нахождения зависимости $K_д$ от частоты ВЧ сигнала воспользуемся теорией идеального диодного детектора [4, 5]. В момент запирания диода детектора разряд конденсатора нагрузки происходит по закону:

$$U_{нд}(t) = U_{н1} e^{-\frac{t-t_1}{C_{нд}R_{нд}}},$$

где $U_{н1}$ – напряжение на сопротивлении нагрузки детектора в момент запирания диода; t_1 – время запирания диода; $C_{нд}$, $R_{нд}$ – емкость и сопротивление нагрузки детектора.

При детектировании сильных сигналов $R_{нд}$ выбирают из условия минимального угла отсечки: $SR_{нд} \geqslant 100$, где S – крутизна статической характеристики диода [5]. Поэтому можно принять: $t_1 = 0$, $U_{н1} = U_{тв}$. В этом случае среднее значение напряже-

ния $U_{нд}$ за период воздействия несущей равно:

$$U_{нср} = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} U_{нд}(t)d\omega t = \frac{\omega\tau_{нд}U_{mв}}{2\pi}\left(1-e^{-\frac{2\pi}{\omega\tau_{нд}}}\right),$$

где $\omega = 2\pi/\tau_{ВЧ}$; $\tau_{нд} = C_{нд}R_{нд}$ – постоянная времени нагрузки детектора.

После разложения $\exp(-2\pi/\omega\tau_{нд})$ в ряд Тейлора [6] имеем:

$$U_{нср} = \frac{\omega\tau_{нд}U_{mв}}{2\pi}\left[1-\sum_{m=0}^{\infty}(-1)^n\left(\frac{2\pi}{\omega\tau_{нд}}\right)^n\right].$$

Используя три первых члена ряда, с точностью не хуже $[(2\pi\tau_{ВЧ}/\tau_{нд})^2/6]100\%$ получим [6]:

$$U_{нср} = U_{mв}(1-\pi/\omega\tau_{нд}).$$

Откуда найдем:

$$\Delta G_n = 1/(1-\pi/\omega\tau_{нд}). \quad (13)$$

Подставляя (13) в (12) и, полагая известной нижнюю круговую частоту полосы пропускания усилителя $\omega_н$, получим зависимость минимально допустимого значения постоянной времени детектора $\tau_{нд\,\min}$ от допустимой величины уменьшения максимального уровня выходной мощности усилителя:

$$\tau_{нд\min} = \frac{\pi}{\omega_н\left[1-1\Big/\left(\frac{1-\xi\Psi/2}{1-\Delta P}+\frac{\xi\Psi}{2}\right)\right]}. \quad (14)$$

Требование отсутствия искажений закона изменения огибающей ВЧ сигнала в детекторе системы АРТ связано с увеличением потребляемой усилителем мощности при переходе детектора в режим пикового детектирования. Согласно работам [4, 5] при усилении ВЧ колебаний искажения закона изменения огибающей ВЧ сигнала будут отсутствовать в случае, если выполняется условие:

$$\tau_{нд} \le \sqrt{1-m^2}\Big/m\Omega$$

Из совместного решения (13) и (14) получим:

$$\Omega \le \frac{\sqrt{1-m^2}\,\omega_н\left[1-1\Big/\left(\frac{1-\xi\Psi/2}{1-\Delta P}+\frac{\xi\Psi}{2}\right)\right]}{m\pi} \quad (15)$$

Неравенство (15) позволяет рассчитать максимальное значение круговой частоты модулирующего колебания Ω_m, при котором система АРТ осуществляет изменение потребляемого тока по закону огибающей с учетом допустимых потерь выходной мощности, обусловленных зависимостью $K_д$ от частоты несущего колебания. При усилении сигналов с частотой модуляции менее Ω_m, E_{nm} и I_{nm} рассчитываются по (11). При необходимости усиления сигналов с $\Omega \geqslant \Omega_m$, расчет E_{nm} и I_{nm} следует производить по формулам, полученным из (7) с учетом ΔG_n:

$$\left.\begin{aligned} E_{nm} &= \sqrt{P_{к.доп}R_н\big/\xi(\Delta G_n/\Psi-1{,}5\,\xi/8)}; \\ I_{nm} &= \sqrt{P_{к.доп}\,\xi\big/\Psi^2R_н(\Delta G_n/\Psi-1{,}5\,\xi/8)}. \end{aligned}\right\} \quad (16)$$

Для примера осуществим расчет $E_{n.m}$, $I_{n.m}$, $C_{нд}$, $R_{нд}$, Ω_m, $P_{вых.Ф}$, $P_{вых.И}$, $P_{вых.Б}$ каскада, принципиальная схема которого приведена на рис. 2, при его работе в режиме с ФРТ и в режиме с использованием инерционной и безынерционной систем регулирования. При расчетах будем полагать, что максимальная глубина модуляции при высоких частотах модуляции равна 0,7 [5], коэффициенты Ψ и ξ транзистора КТ939А [7] равны 0,95 и 0,9 соответственно, $P_{к.доп}$ = 3 Вт, допустимое значение $\Delta P = 0{,}02$, $R_н$ = 50 Ом.

В случае работы каскада в режиме с ФРТ из (6) и (9) получим: E_{nm} = 12,6 В; I_{nm} = 0,238 А; $P_{вых.Ф}$ = 1,28 Вт. В соответствии с (12) значению $\Delta P = 0{,}02$ соответствует $\Delta G_n = 1{,}012$. Для каскада с инерционной системой регулирования из (16) определим: E_{nm} = 15,2 В; I_{nm} = 0,258 А. Максимальное значение выходной мощности каскада с инерционной системой регулирования согласно (9), с учетом ΔP, равно: $P_{вых.И}(1-\Delta P)$ = 1,5 Вт. Для каскада с безынерционной системой регулирования из (11) определим: E_{nm} = 16,45 В; I_{nm} = 0,316 А. Максимальное значение выходной мощности каскада с безынерционной системой регулирования согласно (9), с учетом ΔP, равно: $P_{вых.Б}(1-\Delta P)$ = 2,2 Вт. Нижняя граничная частота полосы пропускания каскада равна 1 МГц. С учетом этого, из (13) найдем: $\tau_{нд\min} = 43\cdot10^{-6}$ с. Сопротивление нагрузки детектора системы регулирования, как следует из схемы приведенной на рис. 2, равно: $R_{нд}$ = 1500 Ом. Теперь из равенства $\tau_{нд} = C_{нд}R_{нд}$ определим: $C_{нд} = \tau_{нд\,\min}/R_{нд}$ = 28,7 нФ. И, наконец, используя (15) рассчитаем: Ω_m = 23,2 кГц. Проводимость передачи системы регулирования устанавливается выбором номинала резистора R_1. Стабилитрон КС133А, включенный в цепи базы транзистора КТ814А, необходим для ограничения сигнала управления значением, соответствующим заданной максимальной величине тока потребления.

Таким образом, приведенные соотношения позволяют осуществлять проектирование усилительных каскадов с АРТ, обеспечивающих получение максимальной выходной мощности в нагрузке при заданном значении максимально допустимой постоянной рассеиваемой мощности коллектора и в случае работы детектора системы регулирования в режиме выделения огибающей амплитудно-модулированного колебания и в режиме пикового детектирования.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Титов А.А. Нелинейные искажения в мощной широкополосной усилительной ступени с автоматической регулировкой потребляемого тока // Известия вузов. Сер. Радиоэлектроника. – 2001. – № 11. – С. 71–77.
2. Широкополосные радиопередающие устройства / Под ред. О.В. Алексеева. – М.: Связь, 1978. – 304 с.
3. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. – М.: Советское радио, 1963. – 696 с.
4. Радиоприемные устройства / Под общей ред. В.И. Сифорова. – М.: Советское радио, 1974. – 560 с.
5. Чистяков Н.И., Сидоров М.В., Мельников В.С. Радиоприемные устройства / Под ред. Н.И. Чистякова. – М.: Государственное изд-во литературы по вопросам связи и радио, 1959. – 895 с.
6. Бронштейн И.Н., Семендяев Е.А. Справочник по математике / Пер. с нем.; Под ред. Г. Гроше и В. Циглера. – М.: Наука, 1980. – 976 с.
7. Петухов В.М. Полевые и высокочастотные биполярные транзисторы средней и большой мощности и их зарубежные аналоги: Справочник. В 4-х томах. Т. 3. – М.: КУбК-а, 1997. – 672 с.

УДК 621.311.6